

| | |
|------------|---|
| 氏 名 | 松本 豊司 |
| 学 位 の 種 類 | 博士 (工学) |
| 学 位 記 番 号 | 博甲第 674 号 |
| 学位授与の日付 | 平成 16 年 3 月 31 日 |
| 学位授与の要件 | 課程博士 (学位規則第 4 条第 1 項) |
| 学位授与の題目 | 波面合成に用いる広帯域一定遅延フィルタの設計法に関する研究 |
| 論文審査委員(主査) | 西川 清 (工学部・教授) |
| 論文審査委員(副査) | 中山 謙二 (工学部・教授), 船田 哲男 (工学部・教授), 橋本 秀雄 (工学部・教授), 平野 晃宏 (工学部・講師) |

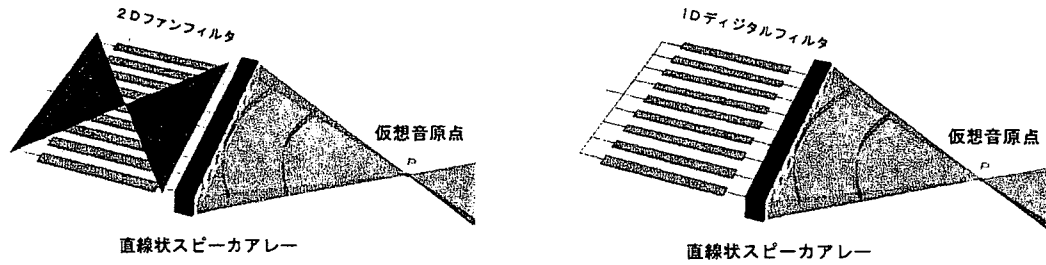
学 位 論 文 要 旨

Abstract

For the purpose of the sound image control, a directional loudspeaker array using two-dimensional (2-D) digital filter is very useful. This paper presents a method of the wavefront synthesis using one-dimensional (1-D) lowpass-type wideband constant delay IIR or FIR filter with lower degrees as the components of 2-D filter. Bandpass MFD polynomial having wider delay-band than lowpass one is employed as the denominator of the IIR filter or the numerator of the FIR filter. For either filter, a set of complex mirror-image zeros are used to make the passband amplitude flat, besides, multiple zeros at $z=-1$ and a pair of real mirror-image zeros in the neighborhood can be used to form the stopband and also to equalize the passband width to the extent of the constant group delay. In the wavefront synthesis, each 1-D filter section is constructed by a cascade of the filter with a fractional delay and a term of integer units delay. In the case of IIR filter, either of even or odd degree is available. The proposed method produces the 1-D filter with considerably low order because, in the FIR filter, negative real zeroes of the MFD polynomial contribute toward degrading the amplitude in the stopband. Design examples for both of IIR and FIR filters are given for illustrating the effectiveness.

1. はじめに

近年の科学技術の進歩, 経済の発展に伴い, 情報の高度な利用法や生活の質の向上が今まで以上に望まれるようになり, それに関連する新しい技術の展開が始まっている. オーディオ・音響の分野でも最近ではデジタル技術を利用して多彩な展開がされており, 大画面映像を用いる放送や DVD システムのような立体映像提示システムでは高臨場感の実現のために, 立体映像の持つ奥行き感と同じように音像に対しても奥行き感を入れることが必要とされるようになって来ている. 本研究では, この音像移動の実現を目的として, 直線状スピーカアレーと 2 次元デジタルフィルタで構成される指向性アレースピーカを用いて行う波面合成の問題を扱う. 波面合成のための指向性アレースピーカの設計方法を大別すると, 図 1 に示すように, 2 次元周波数域設計法と時間-空間域設計法の 2 種類があり, 前者についてはその設計法は確立されているが, 後者については十分ではない. 本研究は後者の方法を採用上げて, 波面合成のために, 2 次元デジタルフィルタを構成する 1 次元フィルタに対して従来法より一定遅延域の広い特性を IIR, FIR フィルタとも設計する方法を検討する.



(a) 2次元周波数域設計法

(b) 時間-空間域設計法

図1 指向性アレースピーカによる音像移動のシステム

2. 帯域形MFD多項式と広帯域一定遅延特性

本研究では、広帯域一定遅延特性の実現のために、帯域形の遅延最大平坦(MFD)多項式を採用する。N次の帯域形MFD多項式は、帯域中心周波数 f_0 と一定遅延のパラメータ τ_0 を指定して固有値問題を解いてその係数 b_i を求めることができ、遅延パラメータ τ_0 を負値に置いて固有値と中心周波数 f_0 を適切に選定することにより、低域に広い一定遅延域、すなわち低域形の一定遅延特性を実現することができる。そのような固有値としては正の実数で値の最大のものを選べば良い。また、中心周波数 f_0 については値が大きくなるにつれて一定遅延域が高域に広がるが、低域側で一定遅延からのずれが起きるので、このずれの量がある許容値にあるときの一定遅延の帯域幅を一定遅延域幅 f_B と定義して用いる。遅延パラメータ τ_0 の選択範囲は、IIRフィルタでは極位置の制限により $\tau_0=0 \sim -0.5$ であり、FIRフィルタでは特に制限がないので $\tau_0=0 \sim -N$ である。また、帯域形MFD多項式は低域形MFD多項式の1/2の次数ではほぼ同じ一定遅延域幅を与えることができる。

3. 広帯域一定遅延IIRフィルタの設計

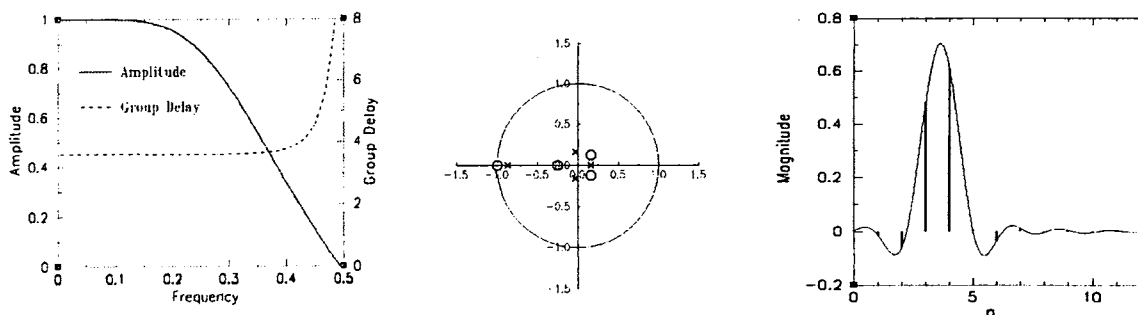
IIRフィルタの伝達関数 $H(z)$ を式(1)とし、分母 $Q(z)$ に帯域形MFD多項式を用いて広帯域な低域形一定遅延特性のIIRフィルタを設計する方法を述べる。

$$H(z) = hP_1(z)P_2(z)/Q(z), \quad P_1(z) = \{(1 - z_r z^{-1})(1 - z_r^{-1} z^{-1})\}^{n_r} (1 + z^{-1})^{n_z},$$

$$P_2(z) = \prod_{i=1}^{n_p} (1 - z_{pi} z^{-1})(1 - z_{pi}^{-1} z^{-1}), \quad Q(z) = \sum_{i=0}^N b_i z^{-i} = \prod_{i=1}^N (1 - z_i z^{-1}) \quad (1)$$

次数が $N=4$ の場合、帯域形MFD多項式 $Q(z)$ の一定遅延域幅は $f_B=0.358$ の広さであり、これをフィルタの帯域とする。式(1)において、 $P_1(z)$ は阻止域形成のために n_z 個の単位円上 $z=-1$ の多重零点とその近傍に配置される一組($n_r=1$)の負の実鏡像零点对から成る直線位相多項式、 $P_2(z)$ は通過域振幅を平坦にするための n_p 組の単位円に関する複素鏡像零点から成る直線位相多項式である。通過域振幅の形成は、分母 $Q(z)$ と分子の $P_1(z)$ を与えて、 $H(z)$ の振幅が帯域中心 $f=f_0$ で平坦になるように $P_2(z)$ を決定する方法で行う。すなわち、振幅二乗関数 $H(z)H(z^{-1})$ から $P_2(z)$ 以外の部分を $\zeta(=z+z^{-1}-2\cos(2\pi f_0))$ の関数に導いた上で ζ のべき級数に展開し、その打ち切りにより $P_2(z)$

の零点を求めるという方法である。実際には、分母のMFD多項式が帯域形であるために $f=0$ 付近の低域で振幅が低下するという問題があるので、 $f_0=0$ として振幅平坦近似を行った。本研究では、広帯域一定遅延で振幅平坦なIIRフィルタを低次数で、できるだけ対称なインパルス応答を有するように設計するために、 $P_2(z)$ は最小次数である $n_p=2$ とし、 $P_1(z)$ は、 $n_z=1$ (奇数次)又は2(偶数次)とおき、振幅の帯域幅を振幅が0.5に低下した周波数と定義してこれが一定遅延域幅に等しくなるように z_r の位置($n_r=1$)を決めた。図2に偶数次の設計例を示す。インパルス応答の主パルスのピーク点が指定の一定遅延量($\tau=3.6$)と一致し、かつ、そのピーク点に関して波形がほぼ左右対称に得られている。



(a) 振幅・群遅延特性 (b) 零点・極の分布(単位零点は省く) (c) インパルス応答

図2 偶数次一定遅延 IIR フィルタの設計例($N=4$, $\tau_0=-0.4$)

高次数フィルタの設計も与え、一定遅延域幅 f_B が 0.4 を超えて広くなるにつれ極めて高い分母次数が要求されるが($f_B=0.45$ に対して $N=60$, $f_B=0.47$ に対して $N=200$)、分子次数の増加は緩やかなので、フィルタの遅延量はそれほど大きくはならない。

4. 広帯域一定遅延 FIR フィルタの設計

N 次の帯域形 MFD 多項式を FIR フィルタに用いる場合、その遅延パラメータは $\tau_0=0 \sim -N$ と広い範囲で設定が可能であるが、波面合成に必要な τ_0 の指定範囲は幅 1 でよい。そこで本研究では、図 3 に示すように、最大一定遅延域幅 f_T の大きさを、 τ_0 について 0.5 の重なりを入れて複数のグループ($N=4$ の場合は 4 つ)に分け、各グループにおける f_0 の極小値を用いた場合の最大一定遅延域幅の最小値を各グループでの一定遅延域幅 f_B と決めた(表 1)。表 1 から、グループ 2 以上で一定遅延域幅 $f_B=0.4$ 以上を実現することができることが分かる。さらに、 $N=6$ のグループ 5($f_0=0.375$, $f_B=0.454$), 6($f_0=0.417$, $f_B=0.468$), $N=8$ のグループ 8($f_0=0.437$, $f_B=0.472$) の場合は $f_B > 0.45$ である。広帯域一定遅延フィルタの設計に際しては、所望の f_B を満たすように、次数 N とその中のグループを選定する。

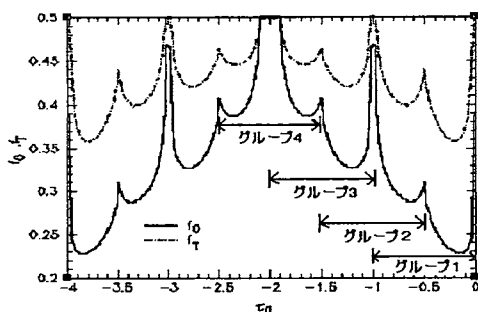


図3 最大一定遅延域幅 f_T と中心周波数 f_0 ($N=4$)

表1 遅延グループの f_0 と一定遅延域幅 f_B ($N=4$)

| グループ | τ_0 | f_0 | f_B |
|------|-------------|-------|-------|
| 1 | 0.0 ~ -1.0 | 0.227 | 0.358 |
| 2 | -0.5 ~ -1.5 | 0.287 | 0.398 |
| 3 | -1.0 ~ -2.0 | 0.327 | 0.420 |
| 4 | -1.5 ~ -2.5 | 0.387 | 0.444 |

ここで用いる帯域形 MFD 多項式の零点の一部は z 平面上の負の実軸上に位置し、これが阻止域での振幅低下に寄与することから、IIR フィルタの場合とは異なって他に阻止域での零点配置を必要としない。伝達関数 $H(z)$ は、次式のように、帯域形 MFD 多項式 $Q(z)$ と通過域振幅を平坦にするための直線位相多項式 $P_2(z)$ だけで構成する。

$$H(z) = hP_2(z)Q(z) \quad (2)$$

振幅平坦近似の方法は IIR フィルタの場合と同様で、 $Q(z)$ を与えて $H(z)$ の振幅が帯域中心 $f=f_0$ で平坦になるように $P_2(z)$ を決定する。低次数で対称なインパルス応答を得るために、分子の $P_2(z)$ を最小次数 $n_p=2$ として設計をスタートし、振幅の帯域幅 f_c が一定遅延域幅 f_B にほぼ等しくなるように n_p を増加して $P_2(z)$ を決める。図 4 に設計例を示す。インパルス応答の主パルスのピーク点が指定の一定遅延量($\tau=8.2$)と一致し、かつ、そのピーク点に関して波形がほぼ左右対称に得られている。

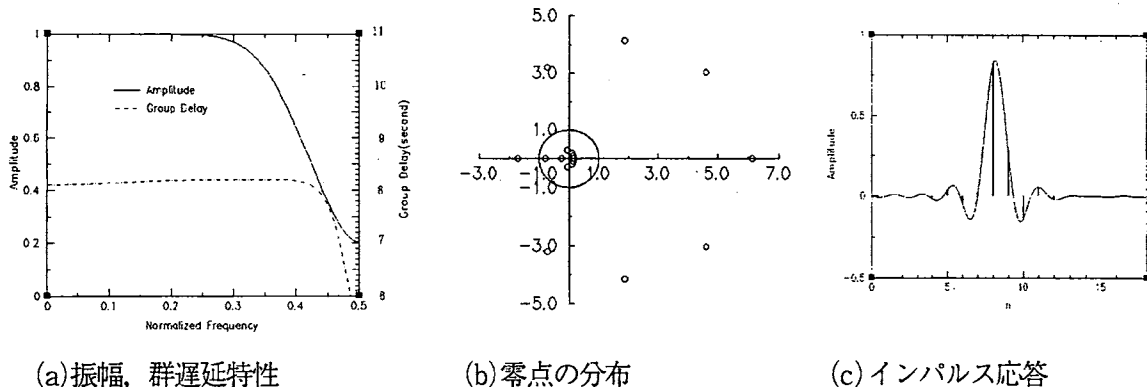


図4 一定遅延 FIR フィルタの設計例 ($N=4$, グループ 3, $\tau_0=-1.2$, $n_p=7$)

広帯域一定遅延 IIR フィルタとの比較を行い, 一定遅延域幅がそれほど広くない場合(グループ 1, $N=4$, $f_p=0.358$) だけ両者がほぼ同等であるが, それ以上に広い一定遅延域幅の場合は FIR フィルタの方が低次数で設計でき有利であることを示した。

5. 波面合成

図5に示す直線状スピーカアレーと2次元デジタルフィルタとで構成される指向性アレースピーカで行う波面合成について述べる。以下では, IIR フィルタを主に述べる。

仮想音源点の位置を, スピーカアレー(間隔 D , 個数 N_2+1)の真正面方向の距離 r_0 の点 P としたとき, 中央のスピーカを基準とした各スピーカの出力に必要な遅延量 $\tau_w(n_2)$ は式(3)で表すことができる。ただし, サンプル間隔 T で規格化してある。これは一般に分数遅延であり, これを図5の各1次元フィルタの群遅延として設定する。

$$\tau_w(n_2) = -\frac{\sqrt{r_0^2 + (n_2 D)^2} - r_0}{cT}, \quad n_2 = -\frac{N_2}{2} \sim \frac{N_2}{2},$$

c : 音速 ($= 340$ [m/s]) (3)

式(3)による一定遅延は各フィルタのインパルス応答における主パルスの中心位置に対応すると考え, 図6に示すように, 1次元フィルタのインパルス応答を, まず遅延量 $M/2$ (M : IIR フィルタでは分子の次数, FIR フィルタでは伝達関数の次数) だけ進ませた上で整数の遅延 L だけ進ませる。従って, 一定遅延フィルタの伝達関数は $z^{L+M/2} H(z)$ となり, その一定遅延 $\tau(f_0)$ は,

$$\tau(f_0) = \tau_0 - L \quad (\text{IIR フィルタ}) \quad (4)$$

$$\tau(f_0) = -\tau_0 - \frac{N}{2} - L \quad (\text{FIR フィルタ}) \quad (5)$$

となる。式(3)と式(4)又は式(5)を等値することにより L と τ_0 の値が決定できる(図6)。ただし, IIR フィルタでは $0 > \tau_0 > -0.5$ であるから, 波面合成に必要。

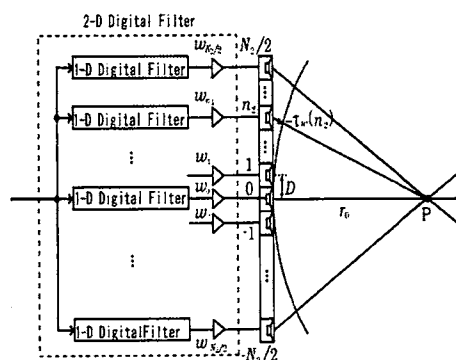


図5 指向性アレースピーカと仮想音源点

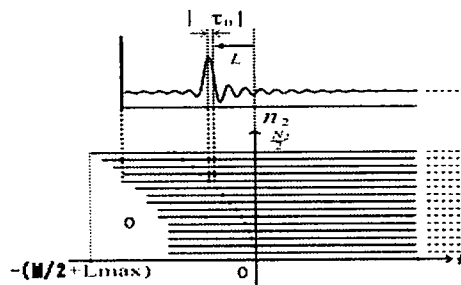


図6 一定遅延フィルタによる遅延設定

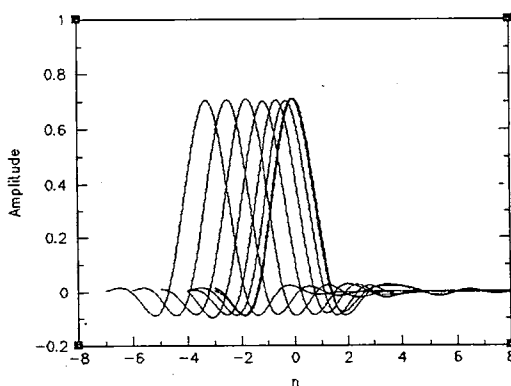


図7 1次元 IIR フィルタのインパルス応答

な遅延の幅1を実現するため、偶数次の他に奇数次

フィルタが必要で、その場合の応答はさらに1/2だけ進ませるので、一定遅延 $\tau(f_0)$ は次式となる。

$$\tau(f_0) = \tau_0 - 0.5 - L \quad (\text{IIR フィルタ}) \quad (6)$$

図7に、設計した1次元IIRフィルタのインパルス応答を示す。

図5でフィルタとスピーカの間にかかれた係数乗算器 w_{n_2} , $n_2 = -N_2/2 \sim N_2/2$ は有限個のスピーカでビームの整形を行うための空間窓であるが、本研究では、従来不十分であったエッジ整形を改善するために、次式の二乗余弦ロールオフ特性 S_{n_2} (ρ :ロールオフ率)に距離の減衰による補正を加えた空間窓を設計して用いた。

$$w_{n_2} = S_{n_2} \sqrt{1 + \left(\frac{n_2 D}{r_0}\right)^2}, \quad n_2 = -N_2/2 \sim N_2/2 \quad (7)$$

ただし、 ρ は図5の指向性アレースピーカからの空間応答において、ビーム端方向と正面方向の無限遠点での振幅比が0.5となる値に設定した。規格化係数 k についても正面方向の遠方での空間応答が1となるように決めた。図8に図7のIIRフィルタ用に設計した空間窓の振幅特性を示す。

最後に、設計された図5のシステムに対するシミュレーションとして、図9に示すようなインパルス列応答を求め、これによりスピーカアレーから放射された音響波信号が波面合成されて指定の $r_0 = 0.5$ [m]の位置に仮想音源点として形成される様子が確認できる。

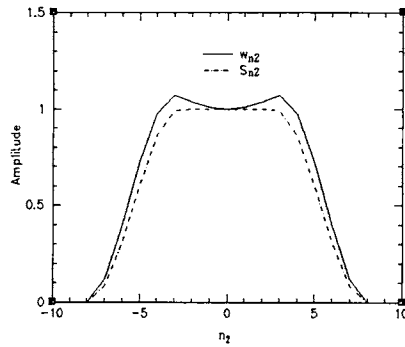


図8 IIRフィルタ用の空間窓の振幅特性
($r_0 = 0.5$ m, $D = 0.068$ m, $N_2 = 14$, $\rho = 0.497$, $k = 0.183$)

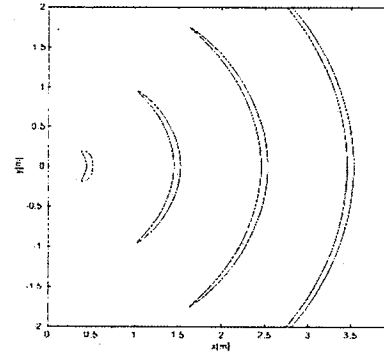


図9 設計した図5のIIRフィルタのシステムに対するインパルス列応答の空間分布
($r_0 = 0.5$ [m], $D = 0.068$ [m], $N_2 = 14$)

6. まとめ

帯域形MFD多項式をそれぞれ分母と分子に用いて低域形の広帯域一定遅延で振幅平坦なIIRフィルタとFIRフィルタを低次数で対称なインパルス応答を持つように設計する方法を与えた。両フィルタは低次の帯域形MFD多項式を用いる場合は同等の一定遅延域幅の特性を与えるが、より広い一定遅延域幅の特性とするためには、IIRフィルタの場合はそれに比例する形で帯域形MFD多項式の次数を高くする必要があるが、FIRフィルタの場合は次数はほとんど上げずに分数遅延のグループを高位に切り替えるだけでよいという違いがあり、FIRフィルタが低次数の点で有利となる。これらの広帯域一定遅延のIIRとFIRフィルタを用いた波面合成の方法を与え、従来法よりビームエッジ整形を改善した空間窓を用いたシミュレーション例を示して、本論文で提案する方法の有効性を確認した。今後の課題として、帯域形MFD多項式を本来の帯域形の広帯域一定遅延特性のフィルタに用いてより高域に広帯域化することの検討が残されている。

学位論文審査結果の要旨

平成 16 年 2 月 3 日に開催された第 1 回学位論文審査会、及び 2 月 9 日に行われた口頭発表と第 2 回学位論文審査委員会で審査した結果、以下の通り判定した。

従来、直線状スピーカアレーと 2 次元デジタルフィルタを用いた音像移動の実現の試みとして、各スピーカに接続される 1 次元フィルタを一定遅延の低域形 MFD（最大平坦群遅延）多項式を用いたフィルタで構成して行う波面合成の方法が検討されているが、本論文では、低域形を用いた場合より一層の広帯域な一定遅延特性を得るために帯域形 MFD 多項式を採用して、低域形振幅平坦特性の IIR 並びに FIR フィルタを偶・奇数次とも設計して用いる方法を提案している。両フィルタとも振幅の帯域幅を一定遅延域幅に等しく設計することで対称インパルス応答を実現している。また、両フィルタの比較を行い、一定遅延域幅がそれほど広くない特性では両者はほぼ同程度に低次数で設計できるが、一定遅延幅が広い特性では FIR フィルタの方が次数の低さで有利であることを明らかにしている。波面合成の設計例では、より良好なビーム形成のために空間窓の改良を与えている。

以上の研究成果は、音像移動の実現に向けて大きく貢献するものであり、また、開発したフィルタ設計技術は波形データを扱う信号処理分野での応用も期待される。従って、本論文は博士（工学）に値するものと判定する。